

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) Veröffentlichungsnummer: **0 558 910 A1**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 93101057.3

(51) Int. Cl.⁵: **H04B 1/16**

(22) Anmeldetag: 25.01.93

(30) Priorität: 02.03.92 DE 4206476

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
08.09.93 Patentblatt 93/36

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT DE ES FR IT PT

(71) Anmelder: **Blaupunkt-Werke GmbH**
Postfach 77 77 77, Robert-Bosch-Strasse 200
D-31132 Hildesheim(DE)

(72) Erfinder: **Kässer, Jürgen, Dr.**
Ahornweg 5
W-3201 Diekholzen(DE)

(74) Vertreter: **Eilers, Norbert, Dipl.-Phys.**
Blaupunkt-Werke GmbH, Patente und
Lizenzen, Postfach 77 77 77
D-31132 Hildesheim (DE)

(54) **Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei Stereo-Rundfunk-Signalen.**

(57) Bei einer Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei einem Rundfunk-Signal, dessen Spektrum redundante Anteile enthält, durchläuft das empfangene Rundfunk-Signal ein Filter, dessen Koeffizienten im Sinne einer Unterdrückung der Störungen gesteuert werden. Zur Berechnung der Koeffizienten des Filters wird eine Zielfunktion minimiert, die auf maximale Übereinstimmung der redundanten Anteile abzielt.

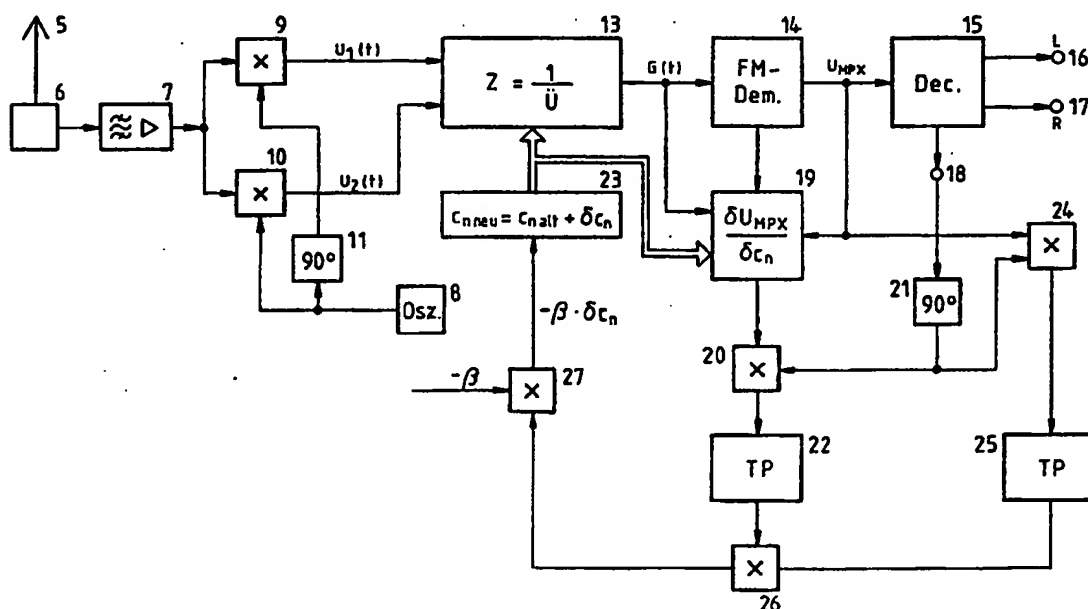


Fig. 2

rekursiven Filters berechnet und daraus die Koeffizienten des nichtrekursiven Filters ermittelt werden. Bei der vorliegenden Erfindung werden die Koeffizienten jedoch derart bestimmt, daß eine Zielfunktion minimiert wird, die durch Multiplikation des demodulierten Signals mit einem durch Frequenzverdoppelung und Quadratur des Stereopilotsignals gewonnenen weiteren Signal und anschließende Tiefpaßfilterung berechnet wird.

An das Filter 13 schließt sich in an sich bekannter Weise ein FM-Demodulator an, dessen Ausgangssignal U_{MPX} einem Stereo-Decoder 15 zugeleitet wird. Die Ausgänge 16 und 17 des Stereo-Decoders 15 führen das linke und das rechte Audiosignal. An einem weiteren Ausgang 18 des Stereo-Decoders liegt der Stereo-Träger an, der eine Frequenz von 38 kHz aufweist, was dem Doppelten der Frequenz des Stereopilotsignals entspricht.

Aus dem korrigierten FM-Signal $G(t)$, dem Multiplexsignal U_{MPX} und der Einhüllenden des FM-Signals U_a wird bei 19 ein Gradient $\delta U_{MPX} / \delta c_n$ gebildet. Dabei bedeutet c_n den jeweiligen Filterkoeffizienten mit $n = 1$ bis N . Einzelheiten der Schaltung 19 werden später im Zusammenhang mit Fig. 3 näher erläutert.

Das Ausgangssignal der Schaltung 19 wird bei 20 mit dem Stereo-Träger multipliziert, der bei 21 um 90° in der Phase gedreht wurde. Das Produkt wird über einen Tiefpaß 22 und zwei Multiplizierer 26, 27 geleitet und als $-\beta \cdot \delta c_n$ einer Schaltung 23 zugeführt, welche aus dem jeweils vorangegangenen Koeffizienten $c_{n \text{ alt}}$ einen neuen Koeffizienten $c_{n \text{ neu}}$ ableitet. Dabei wird berücksichtigt, daß jeweils ein Teil des Filters für das Signal $U_1(t)$ mit dem Koeffizienten c_n und ein anderer Teil für das Signal $u_2(t)$ mit den Koeffizienten c_n^* vorgesehen ist. Außerdem wird der um 90° gedrehte Stereoträger mit dem Multiplexsignal bei 24 multipliziert und das Ergebnis über einen Tiefpaß 25 zum Multiplizierer 26 geleitet.

Für das Ausgangssignal $G(t)$ des Filters 13 gilt:

$$G(t) = \frac{U(t)}{\sum_n c_n z^n}$$

Die Zielfunktion bei der erfindungsgemäßen Schaltung basiert auf dem demodulierten Signal. Für dieses gilt:

$$U_{MPX} = \frac{G(t) \cdot G^{\circ}(t) - G^{\circ}(t) \cdot G^*(t)}{G(t) \cdot G^*(t)}$$

Dabei bedeuten $G^{\circ}(t)$ die zeitliche Ableitung und $G^*(t)$ die komplex Konjugierte von $G(t)$. Das Multiplexsignal U_{MPX} wird mit einem zum aus dem Stereopilotsignal durch Frequenzverdoppelung gebildeten 38-kHz-Signal in Quadratur stehenden Signal gemischt. Das so gewonnene Signal wird mit einem Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz kleiner oder gleich 15 kHz ist, gefiltert. Damit ergibt sich ein Fehlersignal von:

$$U_{\text{Fehler}} = TP[U_{MPX} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t)]$$

Dieses Signal verschwindet im ungestörten Fall. Daher ist Zielfunktion:

$$U_{\text{Ziel}} = (U_{\text{Fehler}})^2 = \text{Min}(c)$$

$$\frac{\delta U_{\text{Ziel}}}{\delta c_n} = 0 = U_{\text{Fehler}} \cdot \frac{\delta U_{\text{Fehler}}}{\delta c_n} \quad [2]$$

$$\frac{\delta U_{\text{Fehler}}(t)}{\delta c_n} = \text{TP} \left[\frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t) \right]$$

$$\begin{aligned} \frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} &= \frac{(\delta G / \delta c_n) G^{\circ} - G^{\circ} (\delta G^{\circ} / \delta c_n)}{G G^{\circ}} \\ &- \frac{G(t) \cdot G^{\circ}(t) - G^{\circ}(t) \cdot G^*(t)}{(G(t) \cdot G^*(t))^2} \cdot \frac{\delta G(t)}{\delta c_n} \cdot G^*(t) \end{aligned}$$

25 Nun gilt:

$$\frac{\delta G(t)}{\delta c_n} = \frac{\delta}{\delta c_n} \frac{U(t)}{\sum c_n z^n} = - \frac{z^n U(t)}{(\sum c_n z^n)^2} = - \frac{G(t-nT)}{\sum c_n z^n} = - G_2(t-nT)$$

Ferner ist $G(t) \cdot G^*(t) = U_A$ die resultierende Einhüllende des Signals.

Damit ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} &= - \frac{G_2(t-nT) \cdot G^{\circ}(t) - G^*(t) \cdot G_2^{\circ}(t-n \cdot T)}{U_A} \\ &+ U_{\text{MPX}}(t) \cdot \frac{G_2(t-nT) \cdot G^*(t)}{U_A} \\ &= \{G_2(t-nT)[U_{\text{MPX}}(t) \cdot G^*(t) - G^{\circ}(t)] + G^*(t) \cdot G_2^{\circ}(t-nT)\} / U_A \quad [1] \end{aligned}$$

Man erhält damit für die Koeffizienten des Filters die Approximationsgleichung

$$c_n \text{ neu} = c_n \text{ alt} - \beta \frac{\delta U_{\text{Ziel}}}{\delta c_n}$$

Eine entsprechende Gleichung gilt für die Koeffizienten c_n^* .

Da das Stereopilotsignal im gestörten Fall ebenfalls nicht exakt in seiner Phasenlage bestimmbar ist, muß diese Phasenlage mit jedem Approximationsschritt neu bestimmt werden. Da ferner die Phasenlage über lange Zeit konstant bleibt, ist es sinnvoll, die exakte Phasenlage aus der Vergangenheit fortzuschreiben und sie nur sehr langsam nachzuführen.

Die somit beschriebene Ableitung der Koeffizienten ist in Fig. 3 als Schaltung dargestellt. Ihr wird über einen Eingang 31 das korrigierte Signal $G(t)$ zugeführt. Von diesem Signal werden in einem Zwischenspeicher 32 die letzten N Abtastwerte abgelegt. Außerdem wird bei 33 das Signal $G(t)$ durch $\Sigma\dot{U}$ geteilt, das heißt, es wird nochmals mit einem Filter gefiltert, wie es bereits im Signalzweig vor $G(t)$ liegt. Von dem somit entstehenden Signal $G_2(t)$ werden in einem weiteren Speicher 34 ebenfalls die letzten N Abtastwerte abgelegt. Außerdem steht jeweils der aktuelle Abtastwert der Signale $G(t)$ und $G_2(t)$ zur Verfügung. Bei 35 werden nacheinander die zurückliegenden Abtastwerte komplex konjugiert, so daß die Werte $G^*(t-n \cdot T)$ entstehen. Der derzeitige Wert von $G(t)$ wird bei 36 komplex konjugiert.

Einem Eingang 37 wird das Multiplexsignal zugeführt, das bei 38 mit den komplex konjugierten Abtastwerten von $G(t)$ multipliziert wird. Die zeitliche Ableitung $G^{* \cdot}(t)$ des Signals $G^*(t)$ wird bei 39 gebildet. Außerdem wird die zeitliche Ableitung $G_2^{* \cdot}(t-n \cdot T)$ bei 40 gebildet. Zur weiteren Verarbeitung dienen Subtrahierschaltungen 41, 42 und Multiplizierer 43, 44. Das Ausgangssignal des Subtrahieres 42 wird bei 45 durch die Hüllkurve U_A dividiert, die bei 50 zugeführt wird. Daran schließt sich eine Multiplikation 46 mit einer Konstanten β an. Mit den somit erhaltenen Werten δc_n werden die im Speicher 48 abgelegten Werte $c_{n \text{ alt}}$ in dem Subtrahierer 47 zu den Koeffizienten $c_{n \text{ neu}}$ geändert und wieder im Speicher 48 abgelegt.

Bei der Realisierung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung können die Möglichkeiten der modernen Halbleitertechnik angewendet und beispielsweise einzelne Funktionsblöcke der Schaltung nach Fig. 3 von einem entsprechend programmierten Signalprozessor ersetzt werden.

25 Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei einem Rundfunk-Signal, dessen Spektrum redundante Anteile enthält, dadurch gekennzeichnet, daß das empfangene Rundfunk-Signal ein Filter durchläuft, dessen Koeffizienten im Sinne einer Unterdrückung der Störungen gesteuert werden, und daß zur Berechnung der Koeffizienten des Filters eine Zielfunktion minimiert wird, die auf maximale Übereinstimmung der redundanten Anteile abzielt.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion auf ein durch Demodulation des Rundfunk-Signals abgeleitetes Signal anspricht.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß beim Empfang eines Stereo-Rundfunk-Signals die Zielfunktion auf maximale Übereinstimmung beider Seitenbänder eines in einem Stereo-Multiplexsignal enthaltenen hilfsträgerfrequenten Differenzsignals abzielt.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß zur Überprüfung auf maximale Redundanz die Zielfunktion durch Multiplikation des demodulierten Signals mit einem durch Frequenzverdoppelung und Quadratur des Pilotons gewonnenen weiteren Signals und anschließende Tiefpaßfilterung berechnet wird.
5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß beim Empfang eines Stereo-Rundfunk-Signals mit einem Pilotsignal Amplitude und Phase des Pilotsignals ebenfalls adaptiert werden.
6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Adaption nach Phase und Amplitude mit geringerer Schrittweite (β) erfolgt.
7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine Änderung der Koeffizienten c_n durch folgende Gleichungen beschrieben wird:

$$\frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} = \frac{(G_2(t-nT)[U_{\text{MPX}}(t) \cdot G^*(t) - G^{*\circ}(t)] + G^*(t) \cdot G_2^{\circ}(t-nT))}{U_A}$$

und

$$\frac{\delta U_{\text{Ziel}}}{\delta c_n} = 0 = U_{\text{Fehler}} \cdot \frac{\delta U_{\text{Fehler}}}{\delta c_n}$$

wobei

$$U_{\text{Fehler}} = \text{TP}[U_{\text{MPX}} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t)],$$

U_{MPX} das Multiplexsignal,

$G(t)$ das Ausgangssignal des Filters,

$G^*(t)$ die zeitliche Ableitung und

$G^{*\circ}(t)$ die komplex Konjugierte des Signals $G(t)$ ist.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Tiefpaßfilterung mit einer oberen Grenzfrequenz von ≤ 15 kHz erfolgt.

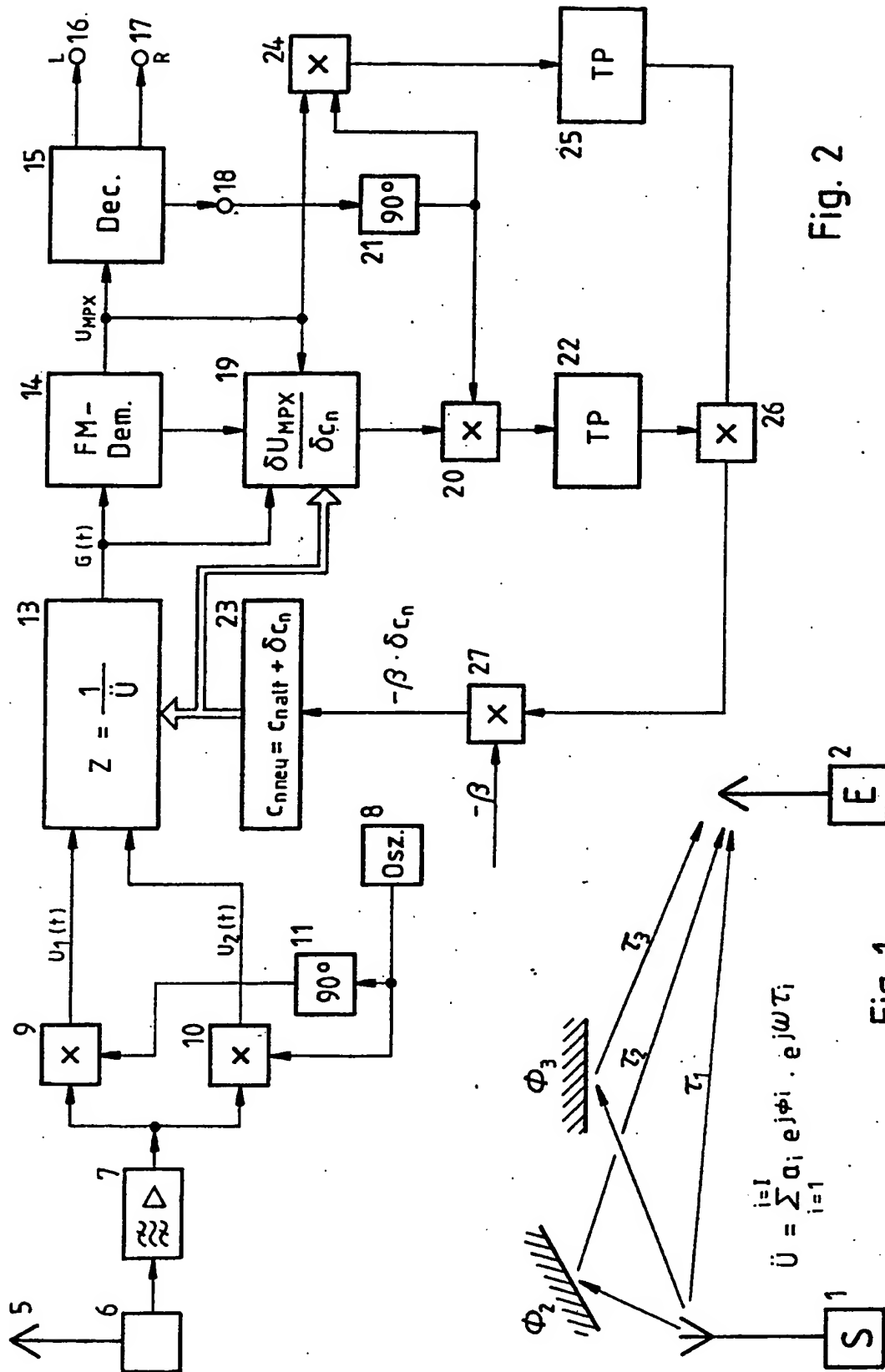


Fig. 2

Fig. 1

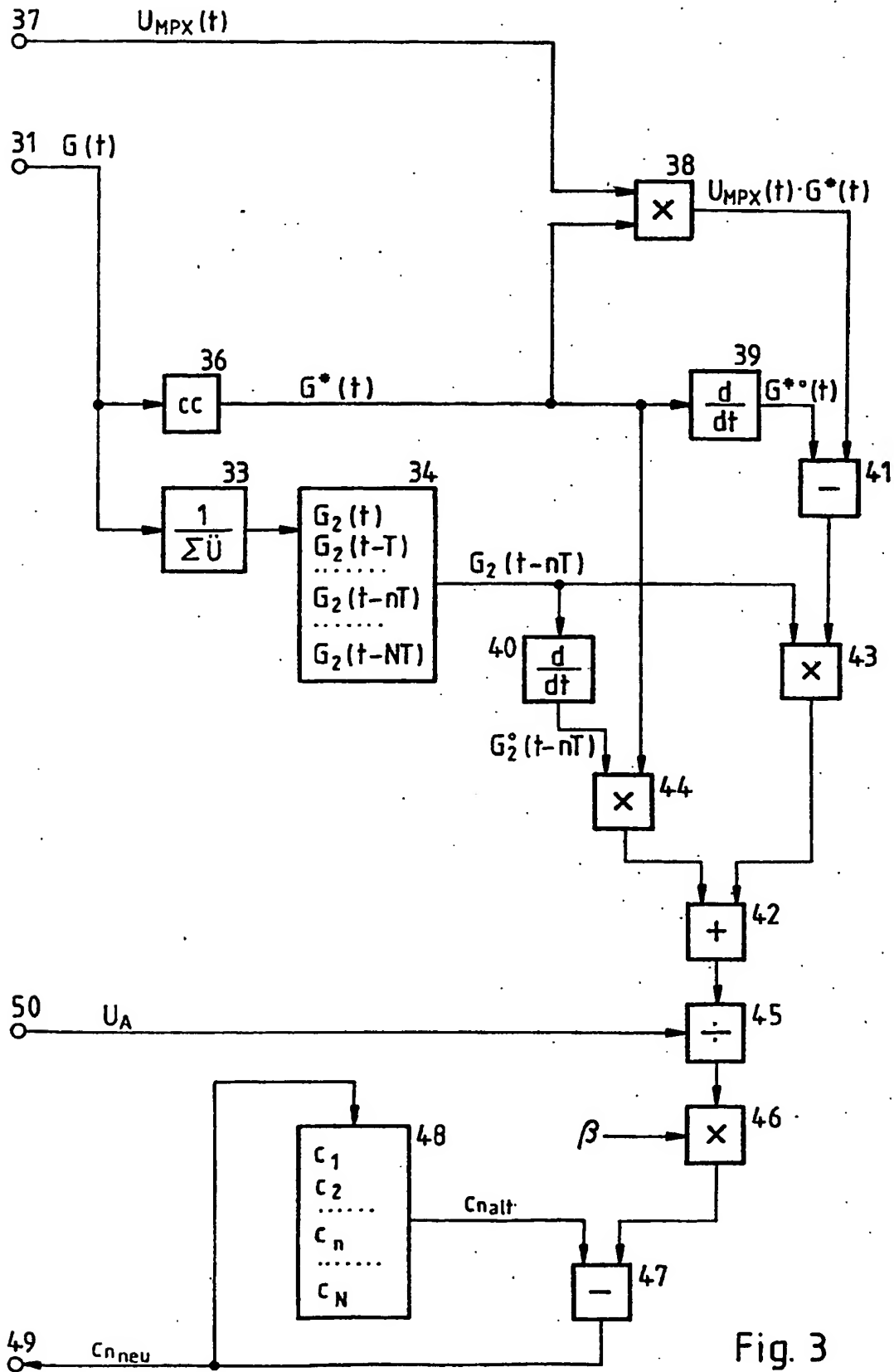


Fig. 3



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 93 10 1057

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
X,D	EP-A-0 375 971 (BLAUPUNKT) * Zusammenfassung; Ansprüche 1-4; Abbildungen 2-4 *	1,2	H04B1/16
A,D	---	3	
A	EP-A-0 255 553 (DEUTSCHE ITT) ---	1-6	
A	WIRELESS WORLD Bd. 87, Nr. 1549, Oktober 1981, COLCHESTER, GB Seiten 79 - 83 ILLINGSWORTH 'A.m. receivers without interference' -----		
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5)
			H04B
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 10 JUNI 1993	Prüfer ANDERSEN J.G.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		I : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument ----- A : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	